

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許出願公告番号

特公平6-65175

(24)(44)公告日 平成6年(1994)8月22日

(51)Int.Cl. <sup>5</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 5 B 41/24	K	9249-3K		
	D	9249-3K		

発明の数1(全11頁)

(21)出願番号	特願昭60-164390	(71)出願人	999999999 松下電工株式会社 大阪府門真市大字門真1048番地
(22)出願日	昭和60年(1985)7月25日	(72)発明者	永瀬 春男 大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内
(65)公開番号	特開昭62-26792	(72)発明者	内橋 聖明 大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内
(43)公開日	昭和62年(1987)2月4日	(74)代理人	弁理士 石田 長七
		審査官	▲楨▼原 進
		(56)参考文献	特開 昭59-16300(JP, A) 特開 昭60-148091(JP, A) 実開 昭59-126497(JP, U)

(54)【発明の名称】 放電灯点灯装置

1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】低周波で直流電源をオンオフする低周波用スイッチング素子を介して接続される直流電源電圧を高周波用スイッチング素子により高周波でオンオフして高周波出力を発生させ、該高周波出力を限流用インダクタンス要素を介して、高圧放電灯にコンデンサを実質的に並列接続した並列回路に印加する放電灯点灯装置において、高圧放電灯の状態がグロー放電からアーク放電へ移行するまでの期間中高圧放電灯に直流電圧を印加する始動補償手段を備えたことを特徴とする放電灯点灯装置。

【請求項2】高圧放電灯の状態がグロー放電からアーク放電へ移行するまでの期間中高圧放電灯に印加する直流電圧の極性を反転させない始動補償手段を備えたことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の放電灯点灯装置。

2

【請求項3】高圧放電灯の状態がグロー放電からアーク放電へ移行するまでの期間中低周波スイッチング素子のスイッチング周期を定常時の周期よりも長くする始動補償手段を備えたことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の放電灯点灯装置。

## 【発明の詳細な説明】

## [技術分野]

本発明は高圧放電灯のような放電灯を点灯する放電灯点灯装置に関するものである。

## [背景技術]

従来一般の放電灯点灯装置は安定器とチョークコイル、トランス、コンデンサ等の単独あるいは組み合わせにより構成しているため、寸法重量とも大きかった。この点から放電灯点灯装置の小形、軽量、高効率化が望まれており、そのために放電灯を高周波点灯させること

が考えられている。例えば蛍光灯の点灯装置ではスイッチングトランジスタ、サイリスタ等を用いた高周波点灯装置が実用化されている。

高圧放電灯の点灯装置においても高周波を利用すると、蛍光灯と同様な効果が得られるが、高圧放電灯を高周波点灯すると音響的共鳴現象に起因するアークの不安定が存在することが従来から知られている。ここで高圧放電灯の高周波点灯時に発生する上記アークの不安定の形成メカニズムは下記の様なものと考えられる。即ち、

- (1) 電気入力の高周波変動、(2) 発光管内ガスの圧力変化、(3) 特別の周波数にて定圧圧力波の発生、
- (4) 限度以上の圧力振幅によりアークの不安定が発生等がある。

尚ここで「特別の周波数」とは所謂音響的共鳴周波数であってアークのディメンション（現実的には発光管形状）と、発光管内の音速で決まるものであり、上記音速はガスの平均分子量とイオン温度が決まれば決まるので、それらの値さえ分かれば比較的簡単に求めることができる。また「限度以上の圧力振幅によるアークの不安定さ」がどの音響的共鳴周波数で起こるのかについては非線形の領域の問題であって単純にその答えを求める訳には行かない。

ところで音響的共鳴現象に起因するアークの不安定を解消する方法としては点灯電源の周波数を超高周波（例えば100kHz）とするもの（特開昭56-11897号公報等）があったが、しかし、このものは雑音（特にふく射雑音）の他に、スイッチングロスが大きく、実用上問題があった。また点灯電源の周波数を例えば30kHz～50kHzの間で変調する方法のもの（特開昭56-48095号公報等）があったが抑制しきれず、やはり実用上問題があった。また直流で点灯するもの（特開昭56-98499号公報）もあったが、しかしながら、ランプ寿命（黒化等）の点でこれまた問題があった。更に矩形波点灯によるものもある。この矩形波点灯は文献「キャラクターリスティックス・オブ・アコースティカル・レゾナンス・イン・ディスチャージ・ランプス（Characteristicis of Acoustical Resonance In Discharge Lamps）」イルミネーティング・エンジニアリング（ILLUMINATING ENGINEERING）1970年12月P713～716に示されている。

しかし、この方法ではアークは安定するものの、矩形波のフラットの部分を限流素子として抵抗で負担しているため大型化し、電力損が大きくなり、また高周波の矩形波では波形の立ち上がり、立ち下がりが急峻なため、雑音の問題が生じ、この対策のために大幅なコストアップにつながるという問題があった。

従って、基本的には高圧放電灯に流れるランプ電流を低周波にして共鳴現象を防止しながら、限流要素部分は高周波下で動作させることが最も実用的である。このような方法を採用したものとして、実開昭59-16100号公報に開示されたものがある。この装置では矩形波のフラッ

ト部を高周波成分が重畳された状態にし、且つ限流素子としてインダクタンスを用いて、装置の小形化を図っている。しかしこの方法では発振用トランス部と、チョップ専用の半導体素子とが必要であり、点灯装置は未だ大型であった。

また米国特許4,170,747号に開示されたものもある。第7図は米国特許4,170,747号に示されている従来の放電灯点灯装置である。図においてコンデンサ16を接続した電源端子1,2にはトランジスタ3～6をブリッジ形に接続したスイッチング回路を電流検出用抵抗13を介して接続し、トランジスタ3～6には夫々トランジスタ3～6の通電方向と逆方向にダイオード7～10を並列接続し、トランジスタ3,6の接続点と、トランジスタ4,5の接続点間にはチョークコイル11と、コンデンサ14を並列に接続した高圧放電灯12との直列回路を接続してある。制御回路15は検出電流に応じてトランジスタ3～6を制御するための回路である。

第8図(a)～(d)はトランジスタ3～6の動作を示すタイミング図である。トランジスタ3,4は制御回路15により50/60Hzまたは400Hzでオンオフし、トランジスタ3がオンのときにはトランジスタ5が例えば20kHz ( $1/T_2$ ) のデューティ比可変のオンオフ動作を行い、トランジスタ4がオンのときにはトランジスタ6がトランジスタ5と同様のオンオフ動作を行う。また、高圧放電灯12の極性反転時には4個のトランジスタ3～6は同時にオフとなり、休止期間 $T_D$ を有する。制御回路15は電流検出用抵抗13の電圧の大小によってオンオフデューティ比を変えらるのである。従って、高圧放電灯12には高周波リップルを含有した矩形波の交流の電流が流れることになる。

さて第8図(a)～(d)により更に第7図回路の動作を説明すると、第8図中の $t_1 \sim t_2$ 間では同図(a)に示すように低周波動作するトランジスタ3はオン動作状態であり、トランジスタ5は同図(c)に示す高周波で動作する状態にある。そしてこの間では同図(b)(d)に示すようにトランジスタ4,6はオフ状態にある。トランジスタ5がオンすると、電源、電源端子1、トランジスタ3、チョークコイル11、高圧放電灯12及びコンデンサ14の並列回路、トランジスタ5、電流検出用抵抗13、電源端子2、電源閉回路が形成され、チョークコイル11に流れる電流 $I_{L1}$ は一定の傾きをもって直線的に上昇し、トランジスタ5がオフするとこの時の電流 $I_{L1}$ とチョークコイル11のインダクタンスの値で決まる蓄積されたエネルギーが電流を流れ続けさせようとする方向、つまりトランジスタ5がオンしている時の電流の向きと同様なり、この時はチョークコイル11、高圧放電灯12及びコンデンサ14の並列回路、ダイオード8、トランジスタ3、チョークコイル11の閉回路で蓄積エネルギーが放出され、この動作が $t_2$ の時点まで繰り返される。

次の $t_2 \sim t_3$ の間か $T_D$ では4つのトランジスタ3～6が共

にオフ状態であって、この期間電源端子1,2に接続された電源からの電力供給は行なわれない。

更に $t_3 \sim t_4$ 間では上記の $t_1 \sim t_2$ 間と基本的に同じであるがこの間動作するトランジスタは4及び6のトランジスタであって、トランジスタ3,5はオフ状態にある。つまりトランジスタ6がオンすると、電源、電源端子1、トランジスタ4、高圧放電灯12及びコンデンサ14の並列回路、チョークコイル11、トランジスタ6、電流検出用抵抗13、電源端子2、電源の閉回路で、またトランジスタ6がオフするとチョークコイル11、ダイオード7、トランジスタ4、高圧放電灯12及びコンデンサ14の並列回路、チョークコイル11の閉回路で電流 $I_{11}$ が流れるのである。尚ここで第7図に示した電流 $I_{11}$ と高圧放電灯12に流れる電流 $I_{12}$ の向きは $t_1 \sim t_2$ 間で、 $t_3 \sim t_4$ 間では電流 $I_{11}$ 、 $I_{12}$ の向きは逆となる。このようにして高圧放電灯12には高周波リップルを含有した矩形波状の交流の電流が流れることになる。

ダイオード9,10は通常の動作では電流は流れないが過渡時のサージ電流を流すためのものである。

上記期間 $T_b$ はトランジスタ3,6または4,5がオフしている期間( $t_2 \sim t_3$ 、 $t_4 \sim t_5$ )を示しており、これはトランジスタ3,6または4,5が同時にオンして短絡状態を呈し、点灯装置の破壊に至るのを防止するためのデッドタイムである。この同時オンはトランジスタ素子のばらつきや温度上昇によって、ストレージタイムが長くなった時や、トランジスタ間のタイミングのずれによって生じる。

第9図は第8図の $t_2 \sim t_3$ 付近を拡大して図示したタイミング図であり、電流 $I_{11}$ 、 $I_{12}$ 及び高圧放電灯12の両端電圧 $V_{12}$ の波形を同図(c)、(d)及び(e)に示す。 $t_2$ 時点で同図(a)示すようにトランジスタ5がオフすると、コンデンサ14の電荷が高圧放電灯12へ放出されるので、電流 $I_{12}$ は電流 $I_{11}$ と比べて若干の遅れをもって流れるが、ついには電流 $I_{12}$ は零となる。つまりランプ電流たる電流 $I_{12}$ に休止が生じることになる。次に $t_3$ では電流 $I_{12}$ の極性が変わり、同図(b)に示すようにトランジスタ6が動作する。電流 $I_{12}$ は $t_3$ 時点の直前まで零であるので、高圧放電灯12の両端電圧 $V_{12}$ は $t_3$ の時点の直後に高くなる。これは放電灯特有の現象であり、電流 $I_{12}$ が零になることによって、発光管のイオンの削減が起こり、 $t_3$ 時点では点灯を維持するために高圧放電灯12の両端には高い電圧が必要となる。この電圧が所謂再点弧電圧である。電流 $I_{12}$ の零の期間が長くなりすぎると、 $t_3$ 時点で電圧を与えても点灯維持できず、立ち消えとなる場合もある。又立ち消えに至らずとも再点弧電圧が高くなり供給する電圧付近にまで達するとちらつきが生じることもある。蛍光灯の場合では上記現象が少し緩和されるが、高圧放電灯の場合は少しの休止が生じて再点弧電圧の上昇が顕著である。

期間 $T_b$ は同時オンを防止するために設けているが上記のように電流 $I_{12}$ に休止が生じ再点弧電圧が上昇してちら

つきが生じたり、ひどいときには立ち消えることがあった。また再点弧電圧の上昇は電極の消耗を早め、ランプ寿命を短くする恐れがあり、又電源の急変低下によって立ち消えしやすいという問題がある。特に高圧放電灯の中でも低ワットほどで流 $I_{12}$ の休止による再点弧電圧の上昇度合が大きく、厄介なものである。

そこで同時オンを上記期間 $T_b$ で防止しながら、上記の問題点を解消する方法として、高圧放電灯12に並列に接続したコンデンサ14の容量を大きくして、期間 $T_b$ では電流が $I_{12}$ が零にならないようにする方法がある。この場合高圧放電灯12を等価的な抵抗と考えて、CRの時定数と、期間 $T_b$ との関係で、コンデンサ14の容量をふさわしい値の選定することができるが、この場合その容量が数十倍となり、コンデンサ14が大型化し、大幅なコストアップとなるという問題があった。

以上のような、問題を解決するために本発明者らは第10図に示すような回路を案出した。この第10図回路は所謂フルブリッジ構成となっており、スイッチング素子として用いたトランジスタ17,18,19,20及びダイオード21,22,23,24は第7図回路のトランジスタ5,6,3,4及びダイオード9,10,7,8と基本的動作は同じものである。そして第7図回路では高周波によりスイッチングする高周波用スイッチング素子を兼ねたトランジスタ5,6が電源の一侧に、低周波によりスイッチングするスイッチング素子たるトランジスタ3,4が電源の+側にあるのに対して、第10図回路では高周波でスイッチングするトランジスタ17,18が電源の+側に、低周波スイッチングするトランジスタ19,20が電源の-側に設けてある点で相違するとともに、高圧放電灯12とインダクタンス素子25の直列回路に対してコンデンサ14を並列接続してある点で相違している。直流電源は交流電源ACを全波整流器DBにて全波整流し、平滑コンデンサ16で平滑して得られ、回路に供給される。而して第10図回路ではトランジスタ17がオンすると、直流電源、電源端子1、トランジスタ17、チョークコイル11、高圧放電灯12とインダクタンス素子25の直列回路に対してコンデンサ14を並列接続してある回路、トランジスタ19、電流検出素子13'、電源端子2、直流電源の閉回路が形成され、トランジスタ17がオフすると、チョークコイル11、高圧放電灯12とインダクタンス素子25の直列回路に対してコンデンサ14を並列接続してある回路、トランジスタ19、ダイオード24、チョークコイル11の閉回路が構成される。またトランジスタ18がオンすると、直流電源、電源端子1、トランジスタ18、高圧放電灯12とインダクタンス素子25の直列回路に対してコンデンサ14を並列接続してある回路、チョークコイル11、トランジスタ20、電流検出素子13'、電源端子2、直流電源の閉回路が形成され、トランジスタ18がオフすると、チョークコイル11、トランジスタ20、ダイオード23、高圧放電灯12とインダクタンス素子25の直列回路に対してコンデンサ14を並列接続してある回路、チョーク

コイル11の閉回路が構成される。トランジスタ17がオンを終了した第8図の $t_2$ に対応する時点ではコンデンサ14は第10図に示す極性となっており、期間 $T_b$ では、コンデンサ14、インダクタンス素子24、高圧放電灯12の閉回路が構成されて、コンデンサ14の電荷の放出が振動電流となり、高圧放電灯12に流れる電流 $I_{12}$ は連続性を保ちながらこの間に極性を反転し、 $t_3$ 時点ではトランジスタ18がオンして電流 $I_{12}$ には休止を生じることなく反転を完了する。また高圧放電灯12の両端電圧 $V_{12}$ も電流 $I_{12}$ とほぼ同様な波形となり、再点弧電圧は極小となる。而してこのような動作から高圧放電灯12と直列に少しのインダクタンス値を持つインダクタンス素子25を接続することによって、期間 $T$ 中の高圧放電灯12を励起状態に維持でき、従来の問題点を解消することができる。尚インダクタンス素子25はパルストランス $T_r$ の2次側巻線 $L_1$ と使用したものである。そしてインダクタンス素子25と高圧放電灯12の直列回路にコンデンサ $C_1$ と抵抗 $R_1$ との直列回路を接続するとともに、コンデンサ $C_1$ に並列にパルストランス $T_r$ の1次側巻線 $L_2$ と双方向3端子サイリスタ $Q$ との直列回路を並列接続してイグナイタ回路 $G$ を構成してある。このイグナイタ回路 $G$ では双方向3端子サイリスタ $Q$ が制御回路15のゲート回路15dから信号を受けて周期的にオンして、抵抗 $R_1$ とコンデンサ $C_1$ の回路で充電したコンデンサ $C_1$ の電荷をオン時のコンデンサ $C_1$ 、パルストランス $T_r$ の1次側巻線 $L_2$ 、双方向3端子サイリスタ $Q$ の回路で急峻に放出させてパルストランス $T_r$ の2次側に巻線比で決まる高圧パルスを誘起させ、コンデンサ14を介して高圧放電灯12に印加し、始動に至らしめるのである。制御回路15は高周波発振回路15a、低周波発振回路15b、フリップフロップ回路15c、上記ゲート回路15d、トランジスタ17~20のベースドライブ回路15e~15h及びノアゲート15i、15jから構成されている。第11図は低周波発振回路15b及びフリップフロップ15cの具体回路を示しており、低周波発振回路15bは汎用のタイマIC（例えば日本電気株式会社製、 $\mu$ PC1555） $t_m$ と、外付けの次定数用の抵抗 $R_2$ 、 $R_3$ 及びコンデンサ $C_2$ とからなり、時定数で決まる周期で、第12図（a）に示すようなパルス信号を出力する。フリップフロップ回路15cはD型フリップフロップFFとナンドゲート $N_1$ 、 $N_2$ とから構成され、上記低周波発振回路15bの出力をD型フリップフロップFFにより分周し、ナンドゲート $N_1$ 、 $N_2$ により第12図（b）、（c）のような出力を得る。

ここで第12図（a）の期間 $T_b$ は第8図の $t_2 \sim t_3$ 又は $t_4 \sim t_5$ に対応する。高周波発振回路15aは第8図（c）、

（d）に示すような高周波のパルス信号を発生するものである。またゲート回路15dは低周波発振回路15bの出力に同期をとって、各半サイクル毎に双方向3端子サイリスタ $Q$ をオンさせるトリガ信号を発生させるようになっている。

ところで第10図回路では始動過程においては第13図

（a）に示すような電圧 $V_{12}$ が高圧放電灯12の両端に印加され、第13図（b）に示す電流 $I_{12}$ が高圧放電灯12に流れる。この第13図に基づいて始動過程を詳しく説明すると、まず高圧放電灯12が点灯する前の無負荷時（ $t_1 \sim t_6$ ）においては同図（a）の如くコンデンサ14の電圧がコンデンサ16の電圧に等しくなるまで、急速に充電されて、極性が反転するまでその電圧のピークを維持するために電圧 $V_{12}$ は矩形波状になっている。そしてその電圧 $V_{12}$ にイグナイタ回路 $G$ によって発生する高圧パルスが重畳されるのである。そしてこの高圧パルスにより高圧放電灯12が始動するのである。 $t_7$ 以後は高圧放電灯12が始動する過程を示し、まず $t_8$ では同図（b）に示すように高圧放電灯12に高圧パルスが印加して電流 $I_{12}$ が流れるが、電圧 $V_{12}$ の極性が反転する $t_9$ 以降では電流 $I_{12}$ が流れず、次の負の半サイクルの時に高圧パルスが印加される $t_{10}$ の時点まで休止となる。これは高圧放電灯、とくにメタルハライドランプによく生じる所謂半波放電現象である。これは高圧パルスが印加されグロー放電し、アーク放電へ移行する過程の中で生じる。この半波放電は高圧放電灯12の両方の電極の特性が異なることなどによって生じるもので、発光管内の封入物が電極に付着して放電しにくくなったりすると、特に起こりやすく、メタルハライドランプのようによく封入されている放電灯はその度合いが多い。また水銀灯、高圧ナトリウム灯においても、程度の差はあるもののこの現象は避けられない。

第14図は第13図の始動過程を経てアーク放電へ移行した様子を電流 $I_{12}$ の波形で示したものである。第13図

（b）のように高圧放電灯12に電流 $I_{12}$ が流れている期間 $T_a$ と休止期間 $T_b$ を比べると、 $T_a < T_b$ となって、休止が多くなり、グロー放電からアーク放電へスムーズに移行しにくい。つまりグロー放電してからアーク放電へ移行させるためのエネルギーが不足している。通常の場合は第13図（b）の電流 $I_{12}$ が一時期正側又は負側のみ流れて、この状態が交互に繰り返される。次に第14図のように正負共に電流 $I_{12}$ が流れて、完全に始動したことになり、この電流により電圧 $V_{12}$ が徐々に上昇して定常点灯へ移行する。しかしながら電源電圧が低下していたり、高圧放電灯12が長い間使用されて初期の状態に比べ始動しにくい場合は半波放電が生じる確立が高くなり、またその継続時間が長くなるので、第13図（b）の状態が繰り返し行なわれて始動しないことがあった。このような現象は再始動時に起こりやすくグロー放電のままの状態であ

るアーク放電に至らないのである。

このために高圧パルスの高さ、幅、数を増やす方法や、電源電圧の変動に対して電圧が低下しすぎない回路を付加したり、2次短絡電流を増やし、グロー放電からアーク放電へ移行し始めるとこの時に流れる電流 $I_{12}$ を定常の2倍にするなどの方法がとられていた。このためイグナイタ回路 $G$ のストレスが増大し、電圧を上げる場合に

においても回路が複雑になり、コストアップ、大型化する等という欠点があった。

#### 〔発明の目的〕

本発明は上述の問題点の鑑みて為されたもので、その目的とするところは始動時の始動させるためのエネルギーを増大させることなく、高圧放電灯のグロー放電からアーク放電への移行をスムーズに行い確実に始動させることができる放電灯点灯装置を提供するにある。

#### 〔発明の開示〕

本発明は始動時において低周波で動作するスイッチング素子の動作周期を、定常時のスイッチング素子の動作周期よりも長くして、その長い周期の時間を利用して放電灯が一度放電し始めるとグロー放電からアーク放電するまでの間十分なエネルギーを供給し、アーク放電へ移行してからスイッチング素子の反転動作を行うことを特徴とするものである。

以下本発明を実施例により説明する。

#### 実施例

第1図は本実施例の制御回路15を示しており、この制御回路15には本発明の主要な構成となる始動補償回路26を付設してある。その他の回路は第10図回路と同様な構成及び動作を為すため省略する。始動補償回路26はタイマ回路 $T_m$ と、該タイマ回路 $T_m$ の出力でオンするトランジスタ27と、このトランジスタ27のオン時に駆動されるリレーRYとから構成され、リレーRYの第1のリレー接点 $r_1$ は共通端子 $c_1$ をノアゲート15i及びベースドライブ回路15gの入力に接続し、常開接点 $b_1$ を接地、常閉接点 $a_1$ をフリップフロップ回路15cの出力に接続し、また第2のリレー接点 $r_2$ は共通端子 $c_2$ をノアゲート15j及びベースドライブ回路15hの入力に接続し、常開接点 $b_2$ を電源電圧 $V_{cc}$ に接続し、常閉接点 $a_2$ をフリップフロップ回路15cの別の出力に接続してある。つまり始動補償回路26は電源投入時から一定時間タイマ回路 $T_m$ からの出力でトランジスタ27がオンし、その間リレーRYが駆動され、図示するようにリレー接点 $r_1, r_2$ を常開側に投入する。そのためノアゲート15iの1入力は“L”になり、結果高周波発振回路15aのパルス信号がベースドライブ15eに入力し、トランジスタ17をオンオフする。またベースドライブ回路15gは“L”の信号が入力するため、トランジスタ19をオン状態に設定する。つまりトランジスタ17, 19が動作状態となる。この動作状態が第2図の $t_1 \sim t_3$ に対応する。この $t_1 \sim t_3$ 期間は高圧放電灯がグロー放電からアーク放電へ十分に移行するに必要な時間に相当し、 $t_3$ 時点以後低周波の出力電圧の極性が反転しても第2図(b)に示す高圧放電灯12に流れる電流 $I_{12}$ が休止することがない。ここでイグナイタ回路Gによる高圧パルスの印加は比較的長い間隔(数msec～数十msec)で行えばよい。さてタイマ回路 $T_m$ が一定時間 $T_0$ 経過し $t_3$ 時点でオフして、トランジスタをオフすると、リレーRYが復帰しリレー接点 $r_1, r_2$ を反転する。つまり第10図の制御回路15と同様な

回路構成となり、装置は通常の動作を開始して、制御回路15の出力信号により低周波の極性の反転を開始する。ここで第2図の $t_3 \sim t_4$ の期間はウォームアップ期間で、高圧放電灯12の電圧 $V_{12}$ が第2図(b)に示すように上昇し、 $t_4$ 時点で定常点灯状態となる。尚第2図において $T_1$ は第8図の $T_1$ に対応し、また第2図は説明をやり易くするために時間軸を適宜短縮しており、実際には $t_1 \sim t_3$ は例えば数十msecから数sec、 $t_3 \sim t_4$ は5～15分位である。

さてこのようにグロー放電からアーク放電へ移行するまで極性反転を行わないため、高圧放電灯12に印加される電圧は第2図(b)に示すように直流電圧となり、その結果高圧放電灯12に流れる電流 $I_{12}$ に休止が生じないため確実に高圧放電灯12を始動に至らしめることができるのである。

第3図(a)～(d)は従来例と本実施例との比較するための電流 $I_{12}$ の波形図を示し、同図(a)は電源電圧が定格の時の従来例の始動時の電流 $I_{12}$ を示し、同図

(b)は定格時より10%低下した電源電圧の時の従来例の始動時の電流 $I_{12}$ を示し、同図(c)は電源電圧が定格の時の本実施例の始動時の電流 $I_{12}$ を示し、同図

(d)は定格時より10%低下した電源電圧の時の本実施例の始動時の電流 $I_{12}$ を示しており、従来例では90%定格では高圧放電灯12に加わる電圧及び電流 $I_{12}$ が低いいため、グロー放電からアーク放電へ移行できないが、本実施例では斜線の部分がエネルギーが従来例の場合に比べて増大し、高圧放電灯12に加わる電圧や電流 $I_{12}$ のピーク値が同じであっても、グロー放電からアーク放電へ十分に移行させることができ、従来例に比べて装置の素子へのストレスを増大することなく始動性能が向上した。尚 $t_2 \sim t_3$ 間は少なくとも $T_1/2$ よりも長い時間だけ反対の極性に振らないようにすれば始動は大幅に改善することが実験で分かった。また電源投入して、ある一定期間直流で始動させてもよい。もち論始動後は電源の消耗が片方のみとなり高圧放電灯12の劣化を早め、短寿命となるため、始動後は極性反転を行う。

#### 実施例2

第4図は本実施例の要部の回路を示しており、本実施例では始動補償回路26を電流検出要素13'と、低周波発振回路15bのタイマ回路 $t_m$ の時定数回路との間に挿入してある。つまり高圧放電灯12が始動して、電流 $I_{12}$ が流れると、電流検出要素13'の出力でトランジスタ28をオンさせ、D型フリップフロップFF1のQ出力を“L”とし、トランジスタ29をオンさせ、時定数回路の抵抗 $R_4$ を短絡し、低周波発振回路15bを第11図回路と同様に動作させる。つまり定常状態では $T_1$ の発振周期で低周波発振回路15bを動作させる。そして電流 $I_{12}$ が検出されていない期間ではトランジスタ28がオフで、D型フリップフロップFF1のQ出力が“H”となり、トランジスタ29がオフとなる。つまり上記時定数回路に抵抗 $R_4$ が接続され、時定数

が増加し、低周波発振回路15bの発振周期が長くなる。しかし始動時においては、高圧放電灯12には電流 $I_{12}$ が第5図(b)に示すように流れないため、始動補償回路26のトランジスタ28,29が共にオフとなり、低周波発振回路15bの発振周期は第5図(a)の前半で示すように長くなる。そしてイグナイト回路Gの高圧パルスで高圧放電灯12が始動すると第5図(b)に示すように電流 $I_{12}$ が流れ始め $t_0$ から $t_1$ 間での無負荷期間を終える。電流 $i_{12}$ が流れ始めると、電流検出要素13'の検出出力でトランジスタ28が第5図(c)に示すように、オフからオンに反転する。この時点 $t_1$ ではD型フリップフロップFF1のクロックたる低周波発振回路15bの出力が第5図

(a)に示すように“H”のままであるから、D型フリップフロップFF1の出力は反転せず、トランジスタ29はオフ状態にあり、この状態はその半サイクル間継続する。つまり電流 $I_{12}$ が流れ始めても直ぐに発振周期を短くするのでなく、 $t_1 \sim t_2$ の間実質的に高圧放電灯12に直流電圧を印加して十分にグロー放電からアーク放電へ移行する時間を与えるのである。そして次に低周波発振回路15bの出力が立ち上がると( $t_2$ 時点)、上記Q出力が反転し第5図(d)に示すようにトランジスタ29がオンし、低周波発振回路15bは発振周期が $T_1$ となる定常状態の発振動作に移行するのである。

本実施例は上記実施例1のように一定期間片方のトランジスタ17,19のみ動作させる場合に比べて高圧放電灯12に対するストレスや、始動特性の点から好ましいものである。

### 実施例3

本実施例は第6図に示すように高周波でオンオフさせるトランジスタ30とチョークコイル11'の直列回路を電源端子1に接続したもので、第9図回路におけるトランジスタ17,18の動作をトランジスタ30のみで行わせるようにしたものである。

トランジスタ31~34は極性反転用でいずれも低周波で動作させる。つまりトランジスタ31と33、32と34はペアで動作し、高圧放電灯12に流れる電流 $I_{12}$ の正の半サイクルはトランジスタ31,33がオン状態で、トランジスタ32,34がオフとなり、負の半サイクルではトランジスタ32,34がオン状態でトランジスタ31,33がオフである。インダクタンス素子25、コンデンサ14、高圧放電灯12は及びイグナイト回路Gの構成は第10図回路と同様な動作、機能をもつものである。ダイオード35はトランジスタ30がオフの時動作するもので、第10図のダイオード23及び24に相当する。ダイオード36~39は通常動作しないが、過渡期のサージ電流を流すもので、第10図回路のダイオード21,22に相当する。而してトランジスタ30がオンのとき、トランジスタ31,33が電流 $I_{12}$ の正の半サイクルのオン状態で、直流電源、電源端子1、トランジスタ30、イ

グナイト回路G内のチョークコイル11、トランジスタ31、高圧放電灯12とイグナイト回路G内のインダクタンス素子25との直列回路にコンデンサ14を並列接続した回路、トランジスタ33、電源端子2、電源の閉回路で電流が流れ、トランジスタ30がオフすると、チョークコイル11、トランジスタ31、高圧放電灯12とインダクタンス素子25との直列回路にコンデンサ14を並列接続した回路、トランジスタ33、ダイオード30、チョークコイル11の閉回路で電流が流れ、チョークコイル11の蓄積エネルギーが放出される。負の半サイクルではトランジスタ32、34に電流が流れる以外は同じである。そして上述のように振動電流が流れるので、期間 $T_b$ 中電流 $I_{12}$ の休止はないのである。ところで本発明の係る実施例の動作を説明すると、まず始動時にトランジスタ31~39を比較的長い周期でオンオフさせるか(第4図回路のように)又は電源投入時一定期間トランジスタ31及び33(又は32及び34)をオンさせる(第1図回路のように)ことにより始動を確実にこなうことができる。

以上いずれの場合でもイグナイト回路Gを有する点灯装置について実施例を示したが、高圧パルスを必要としないランプについても前記の動作をさせることにより電源電圧が低い条件でも始動、再始動時間が大巾に短縮できることを確認した。尚、インバータ回路は第6図、第10図に限定されるものではなく、ハーフブリッジインバータ等同様な効果をもつものであればよい。

### 【発明の効果】

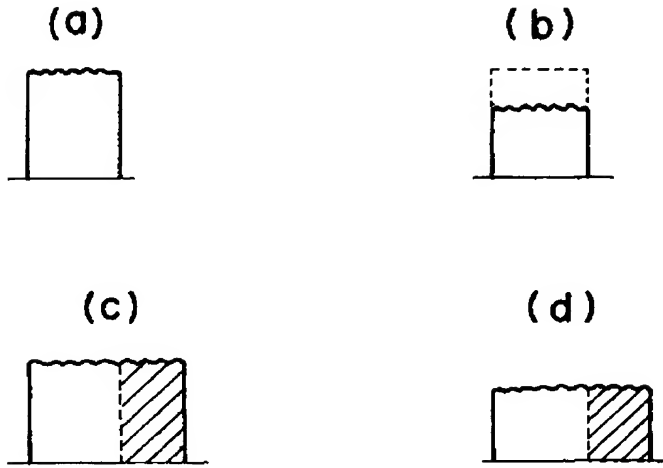
本発明は高圧放電灯の状態がグロー放電からアーク放電へ移行するまでの期間中高圧放電灯に時流電圧を印加する始動補償手段を備えたので、始動が速く、始動の放電灯へのストレスが低減できる。また高圧放電灯の特有の高周波点灯によるアークの不安定を解消し、高圧パルスが必要な放電灯でも始動を良好にして小型、軽量化、高効率を実現できる。更に再始動時、グロー放電が長時間継続することなく点灯するので、放電灯のストレスが低減することは勿論のこと、点灯装置への過渡現象のストレスも同時に低減できる。

### 【図面の簡単な説明】

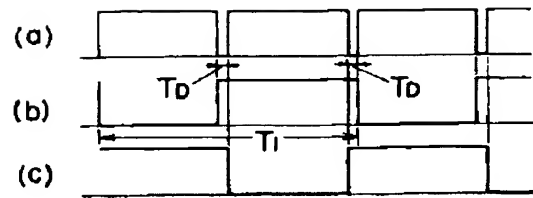
第1図は本発明の実施例1の要部回路図、第2図は動作説明用の波形図、第3図は同上の従来例との比較説明図、第4図は本発明の実施例2の要部回路図、第5図は同上の動作説明用の波形図、第6図は本発明の実施例3の要部回路図、第7図は従来例の回路図、第8図は同上の動作説明用波形図、第9図は同上の詳細な波形図、第10図は本発明の基本となる別の従来例の回路図、第11図は同上の要部回路図、第12図乃至第14図は同上の動作説明用の波形図であり、12は高圧放電灯、14はコンデンサ、17乃至20はトランジスタ、30,31乃至34はトランジスタ、Gはイグナイト回路である。



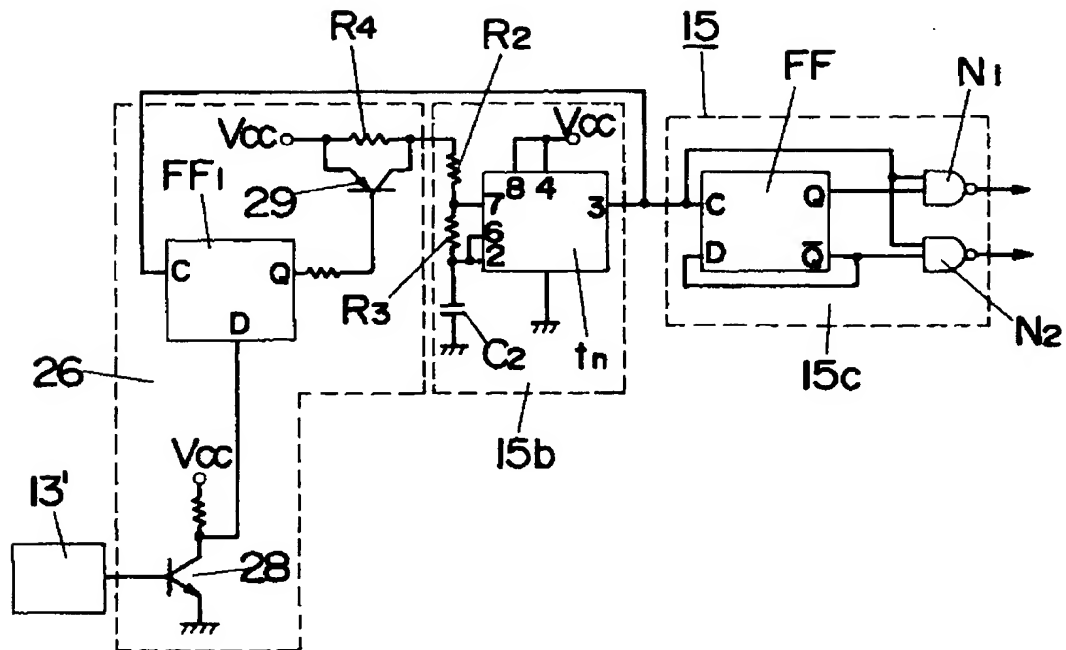
【第3図】



【第12図】

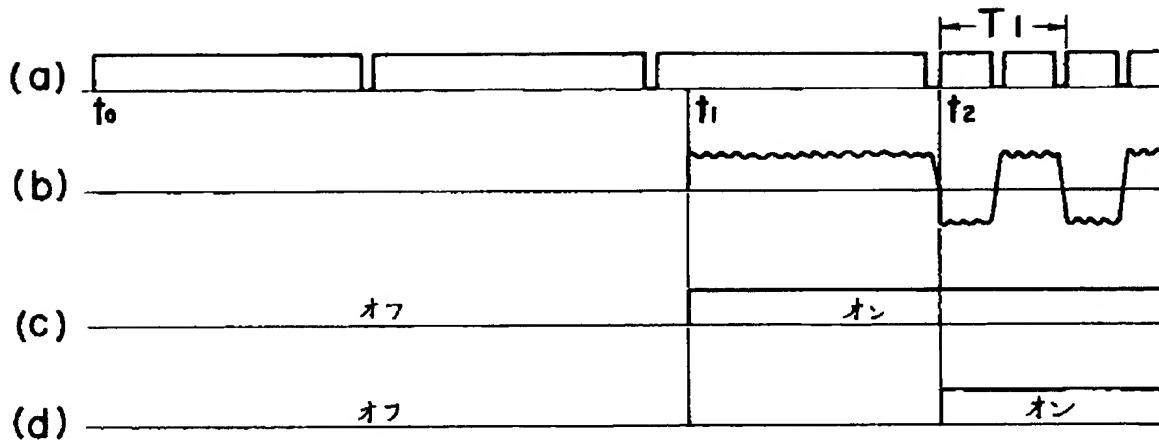


【第4図】

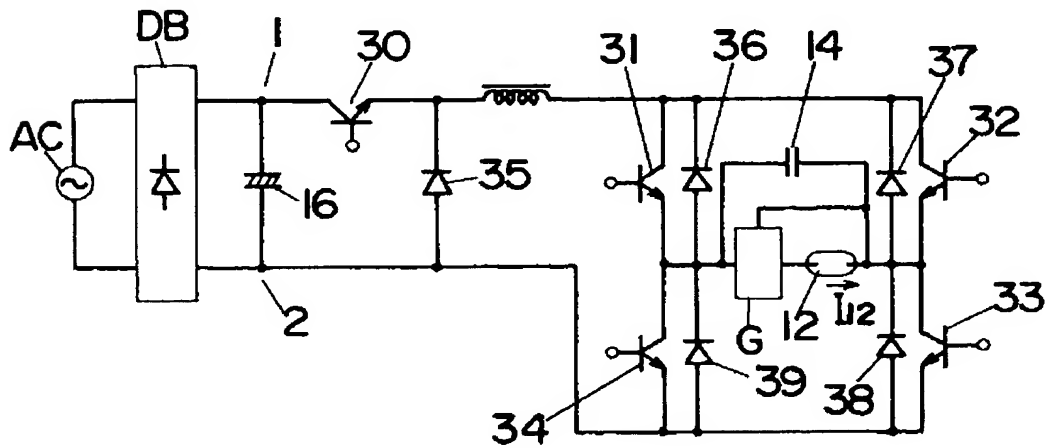




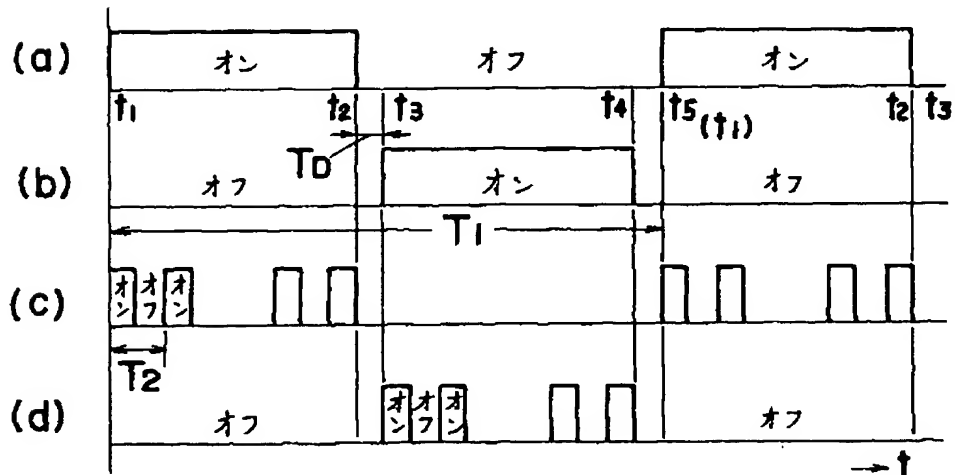
【第5図】



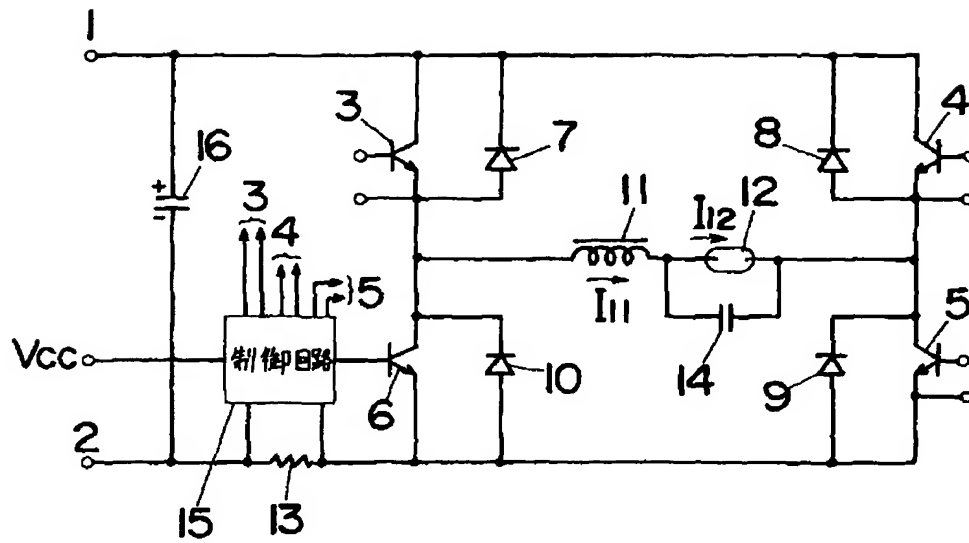
【第6図】



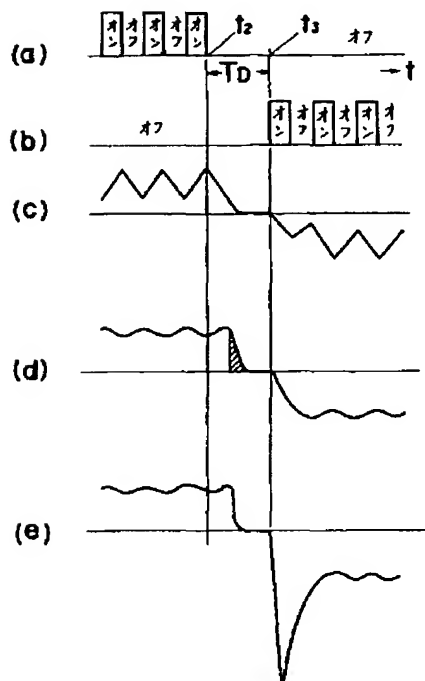
【第8図】



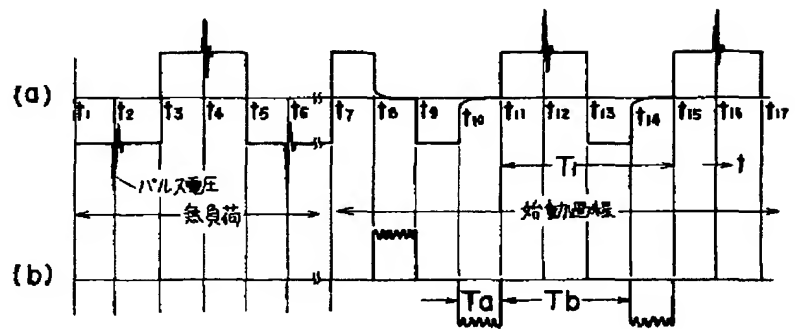
【第7図】



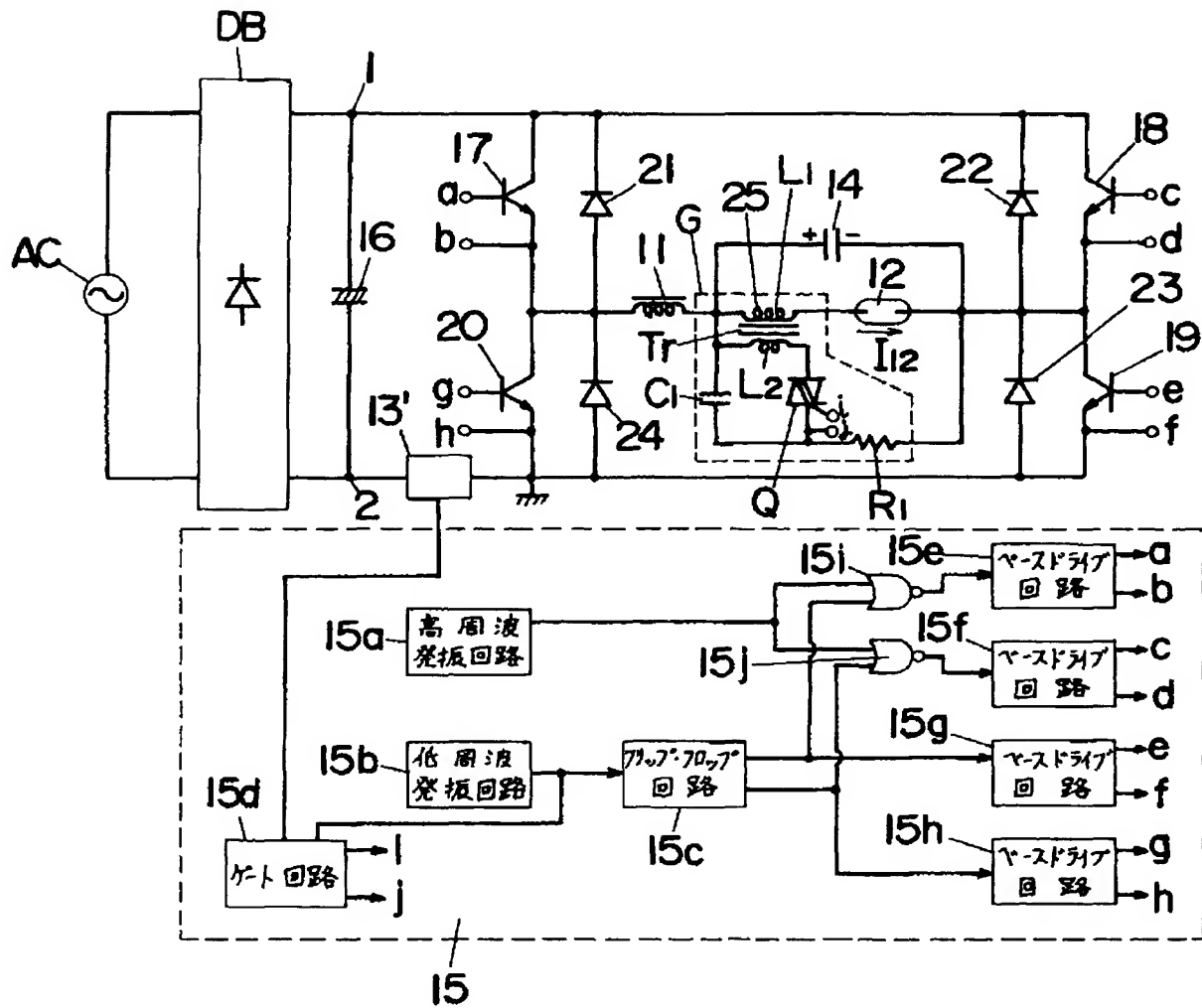
【第9図】



【第13図】



【第10図】



【第11図】

